

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開平6-120787

(43) 公開日 平成6年(1994)4月28日

(51) Int.Cl. ⁵	識別記号	庁内整理番号	F I	技術表示箇所
H 0 3 K 17/08		Z 9184-5 J		
G 0 5 F 1/56	3 2 0	A 4237-5 H		
H 0 2 H 3/087		9061-5 G		
7/12		B 7335-5 G		
H 0 3 K 17/56		Z 9184-5 J		

審査請求 未請求 請求項の数12(全 16 頁)

(21) 出願番号 特願平4-271487

(22) 出願日 平成4年(1992)10月9日

(71) 出願人 000006013

三菱電機株式会社

東京都千代田区丸の内二丁目2番3号

(72) 発明者 福永 匡則

福岡市西区今宿東一丁目1番1号 三菱電機株式会社福岡製作所内

(72) 発明者 北陽 滋

兵庫県伊丹市瑞原4丁目1番地 三菱電機株式会社北伊丹製作所内

(74) 代理人 弁理士 高田 守

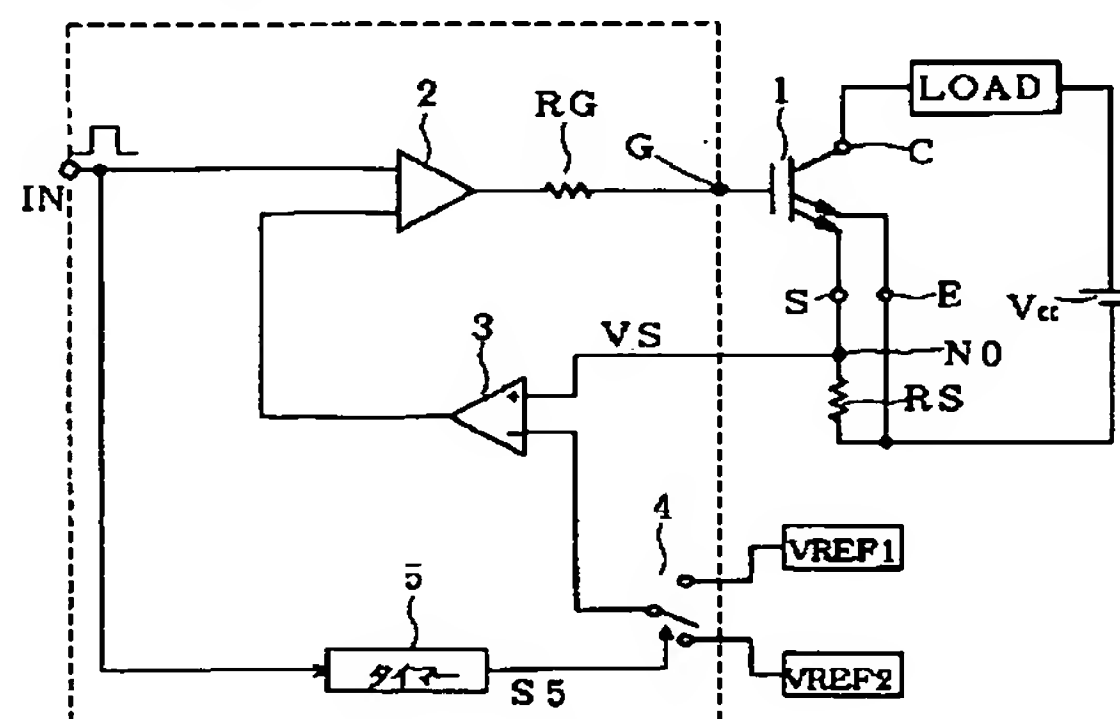
(54) 【発明の名称】 パワーデバイスの過電流保護回路及び半導体集積回路装置

(57) 【要約】

【目的】 正確かつ迅速に過電流保護機能が働くパワーデバイスの過電流保護回路を得る。

【構成】 アナログスイッチ4はタイマー5の制御信号S5に基づき、正入力に電圧降下値VSを取り込むコンパレータ3の負入力を基準電圧VREF1あるいは基準電圧VREF2に接続する。タイマー5は入力信号INの立ち上がりエッジをトリガとして、過渡状態推定期間Tの間のみ、基準電圧VREF2をコンパレータ3の負入力に接続させ、過渡状態推定期間T以外の期間は、基準電圧VREF1をコンパレータ3の負入力に接続させるべく、制御信号S5をアナログスイッチ4に出力する。

【効果】 ターンオン直後の過渡期間においても正確かつ迅速に過電流保護機能が働く。



1: IGBT 2: ドライバー
3: コンパレータ 4: アナログスイッチ

(2)

特開平6-120787

1

【特許請求の範囲】

【請求項1】 自身を流れる電流量に関連した電流信号が検出可能な電流検出用電極を内蔵したパワーデバイスの過電流保護回路であって、

前記パワーデバイスの駆動用の入力信号を受け、前記入力信号に基づく駆動信号を前記パワーデバイスの制御電極に付与して前記パワーデバイスを駆動するパワーデバイス駆動手段と、

前記電流信号を受け、前記電流信号に基づく検出信号を出力する検出信号出力手段と、

前記入力信号を受け、前記入力信号に基づき、前記パワーデバイスのターンオン時近傍の第1の期間とそれ以外の第2の期間を識別してターンオン期間識別信号を出力するターンオン期間識別手段と、

第1の比較信号を付与する第1の比較信号付与手段と、

前記第1の比較信号より信号レベルが大きな第2の比較信号を付与する第2の比較信号付与手段と、

前記検出信号、前記ターンオン期間識別信号並びに前記第1及び第2の比較信号を取り込み、前記第2の期間中、前記第1の比較信号と前記検出信号とを比較して、前記パワーデバイスが過電流状態か否かを識別する過電流状態識別信号を出力し、前記第1の期間中、前記第2の比較信号と前記検出信号とを比較して前記過電流状態識別信号を出力する過電流状態識別信号出力手段とを備え、

前記パワーデバイス駆動手段は、前記過電流状態識別信号をさらに受け、該過電流状態識別信号が過電流状態を指示する時、前記パワーデバイスをオフさせる前記駆動信号を出力することを特徴とするパワーデバイスの過電流保護回路。

【請求項2】 前記ターンオン期間識別手段は、前記パワーデバイスをターンオンさせる前記入力信号の信号変化を起点として、所定期間経過までの期間を前記第1の期間とし、それ以外の期間を前記第2の期間としたタイマーである請求項1記載のパワーデバイスの過電流保護回路。

【請求項3】 前記ターンオン期間識別手段は、前記パワーデバイスの制御電極より得られる制御電極信号をさらに受け、前記パワーデバイスをターンオンさせる前記入力信号の信号変化を起点として、前記制御電極信号が所定レベルに達するまでの期間を前記第1の期間とし、それ以外の期間を前記第2の期間とした制御手段である請求項1記載のパワーデバイスの過電流保護回路。

【請求項4】 前記過電流状態識別信号出力手段は、第1の比較端子及び第2の比較端子を有し、前記第1の比較端子に前記検出信号を取り込み、前記検出信号と前記第2の比較端子より得られる信号とを比較して前記過電流状態識別信号を出力する比較手段と、

前記ターンオン期間識別信号に基づき、前記第1の期間は前記第2の比較信号を前記第2の比較端子に付与し、

2

前記第2の期間は前記第1の比較信号を前記第2の比較端子に付与する比較信号切り換え手段とを備える請求項2記載のパワーデバイスの過電流保護回路。

【請求項5】 前記過電流状態識別信号出力手段は、前記検出信号及び前記第1の比較信号をそれぞれ取り込み、両者を比較して第1の比較結果を出力する第1の比較手段と、

前記検出信号及び前記第2の比較信号をそれぞれ取り込み、両者を比較して第2の比較結果を出力する第2の比較手段と、

10 前記ターンオン期間識別信号に基づき、前記第1の期間は前記第2の比較結果を前記過電流状態識別信号として出力し、前記第2の期間は前記第1の比較結果を前記過電流状態識別信号として出力する比較結果切り換え手段とを備える請求項2記載のパワーデバイスの過電流保護回路。

【請求項6】 前記比較結果切り換え手段は、デジタル回路で構成される請求項5記載のパワーデバイスの過電流保護回路。

20 【請求項7】 請求項6記載のパワーデバイスの過電流保護回路を、前記検出信号出力手段を除き、モノリシック集積化した半導体集積回路装置。

【請求項8】 自身を流れる電流量に関連した電流信号が検出可能な電流検出用電極を内蔵したパワーデバイスの過電流保護回路であって、前記パワーデバイスの駆動用の入力信号を受け、前記入力信号に基づく駆動信号を前記パワーデバイスの制御電極に付与して前記パワーデバイスを駆動するパワーデバイス駆動手段と、

30 前記電流信号を受け、前記電流信号に基づき、第1の検出信号と、前記第1の検出信号より信号レベルが小さい第2の検出信号とが出力可能な検出信号出力手段と、

前記入力信号を受け、前記入力信号に基づき、前記パワーデバイスのターンオン時近傍の第1の期間とそれ以外の第2の期間を識別してターンオン期間識別信号を出力するターンオン期間識別手段と、

比較信号を付与する比較信号付与手段と、

40 前記第1及び第2の検出信号、前記ターンオン期間識別信号並びに前記比較信号を取り込み、前記第2の期間中、前記比較信号と前記第1の検出信号とを比較して、前記パワーデバイスが過電流状態か否かを識別する過電流状態識別信号を出力し、前記第1の期間中、前記比較信号と前記第2の検出信号とを比較して前記過電流状態識別信号を出力する過電流状態識別信号出力手段とを備え、

50 前記パワーデバイス駆動手段は、前記過電流状態識別信号をさらに受け、該過電流状態識別信号が過電流状態を指示する時、前記パワーデバイスをオフさせる前記駆動信号を出力することを特徴とするパワーデバイスの過電流保護回路。

(3)

特開平6-120787

3

4

【請求項9】 前記検出信号出力手段は、第1の抵抗成分と前記第1の抵抗成分より小さい第2の抵抗成分とから構成され、前記第1の抵抗成分を流れる前記電流信号の電圧降下値を前記第1の検出信号とし、前記第2の抵抗成分を流れる前記電流信号の電圧降下値を前記第2の検出信号とする請求項8記載のパワーデバイスの過電流保護回路。

【請求項10】 前記過電流状態識別信号出力手段は、第1の比較端子及び第2の比較端子を有し、前記第2の比較端子に前記比較信号を取り込み、前記第1の比較端子より得られる信号と前記比較信号とを比較して前記過電流状態識別信号を出力する比較手段と、

前記ターンオン期間識別信号に基づき、前記第1の期間は前記第2の検出信号を前記第1の比較端子に付与し、前記第2の期間は前記第1の比較信号を前記第1の比較端子に付与する比較信号切り換え手段とを備える請求項9記載のパワーデバイスの過電流保護回路。

【請求項11】 前記過電流状態識別信号出力手段は、前記第1の検出信号及び前記比較信号をそれぞれ取り込み、両者を比較して第1の比較結果を出力する第1の比較手段と、

前記第2の検出信号及び前記比較信号をそれぞれ取り込み、両者を比較して第2の比較結果を出力する第2の比較手段と、

前記ターンオン期間識別信号に基づき、前記第1の期間は前記第2の比較結果を前記過電流状態識別信号として出力し、前記第2の期間は前記第1の比較結果を前記過電流状態識別信号として出力する比較結果切り換え手段とを備える請求項9記載のパワーデバイスの過電流保護回路。

【請求項12】 請求項11記載のパワーデバイスの過電流保護回路を、前記検出信号出力手段を除き、モノリシック集積化した半導体集積回路装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【産業上の利用分野】この発明は、電流検出用電極を内蔵したパワーデバイスの過電流保護回路に関する。

【0002】

【従来の技術】図11は、従来のカレントセンス（電流検出端子）内蔵のIGBTの過電流短絡保護回路の構成を示す回路図である。同図に示すように、NチャネルのカレントセンスIGBT1のコレクター（C）は、負荷LOADを介して電源Vccの（+）端子に、エミッター（E）は電源Vccの（-）端子にそれぞれ接続され、ゲート（G）端子は、ゲート抵抗RGを介してドライバー2の出力にそれぞれ接続される。そして、IGBT1のセンス（S）・エミッター（E）端子間には、電流検出用抵抗RSが接続される。センス端子に流れるセンス電流は、エミッタ端子を流れるエミッタ電流（＝コレクタ電流Ic）に比例した電流が流れる。

【0003】電流検出用抵抗RSのセンス端子側のノードN10がコンパレータ3の正入力に接続される。つまり、電流検出用抵抗RSによる電圧降下値VSがコンパレータ3の正入力として取り込まれる。コンパレータ3はその負入力に基準電圧VREF1を取り込む。このコンパレータ3の出力がドライバー2の入力に付与され、ドライバー2はコンパレータ3の出力のL/Hに基づき、活性／非活性が制御される。

【0004】ドライバー2は活性状態時は入力信号INをIGBT1に出力し、非活性状態時はIGBT1をオフさせるLレベルの信号をIGBT1に出力する。

【0005】IGBT1の電流検出は、コンパレータ3により、電流検出用抵抗RSの電圧降下値VSと基準電圧VREF1とを比較することにより行われ、VS>VREF1のとき、コンパレータ3の出力がHレベルとなってドライバー2の入力に帰還する。その結果、ドライバー2の出力がLレベルとなってIGBTをオフさせるため、IGBT1の電流供給が遮断されてIGBT1の過電流供給状態が回避され、IGBT1はラッチアップ状態等に陥ることなく保護される。

【0006】ところで、カレントセンス内蔵IGBTは、ターンオン直後のゲート電圧が、帰還容量のためVth（閾値電圧）付近の状態の時、エミッタ電流とセンス電流との分割比がゲートに十分電圧を印加したときと比較して変化し、センス電流のエミッタ電流に対する比が大きくなるという特性を示す。

【0007】

【発明が解決しようとする課題】図12は、カレントセンスIGBTのターンオン時のゲート電圧Vge、コレクタ電流Ic及び電流検出用抵抗RSの電圧降下値VSを示すタイミング図である。同図において、ターンオン直後の期間tが、ゲート電圧が、帰還容量のため閾値電圧Vth近傍の状態となっている過渡期間である。この期間tで、コレクタ電流（Ic＝エミッタ電流）の波形に比べ電圧降下値VSの波形が大きくなり、波形が持ち上がっている。したがって、bの波形では、コレクタ電流Icは常に過電流レベルOI以下であるにもかかわらず、過渡期間tにおいて、波形の持ち上がりによってVS>VREF1となってしまうため、過電流状態と誤検出してしまうという問題があった。

【0008】図13は、上記誤検出を防止した従来のカレントセンス内蔵IGBTの過電流保護回路の構成を示す回路図である。同図に示すように、電流検出用抵抗RSに並列にコンデンサCSを接続したものである。この回路では、電流検出用抵抗RSと並列接続したコンデンサCSは、誤検出（誤動作）防止のための（ローパス）フィルターとして動作する。

【0009】したがって、このフィルターの時定数をゲート電圧Vgeの閾値状態維持期間tよりも十分大きく設定し、IGBT1のターンオン直後の電圧降下値VSの

(4)

特開平6-120787

5

波形を十分になまらせることにより、IGBT1の正常動作時の電圧降下値 V_S は、閾値状態維持期間 t 中においても、必ず $V_S < V_{REF1}$ が常に成立するようにすることができる。その結果、IGBT1のターンオン直後に過電流状態であると誤検出されることはない。

【0010】しかしながら、図13の構成の場合、フィルタリング処理された電圧降下値 V_S をコンパレータ3の正入力に取り込むことになるため、実際に、カレントセンス内蔵IGBTの過電流、短絡状態になり、 $V_S > V_{RES1}$ となった場合、フィルタリング処理時間分、IGBTを遮断するまでの時間遅れが発生し、IGBTを速やかに保護できず、最悪の場合、IGBTを破壊させてしまうという問題点があった。

【0011】この発明は上記問題点を解決するためになされたもので、正確かつ迅速に過電流保護機能が働くパワーデバイスの過電流保護回路を得ることを目的とする。

【0012】

【課題を解決するための手段】この発明にかかる請求項1記載のパワーデバイスの過電流保護回路は、自身を流れる電流量に関連した電流信号が検出可能な電流検出用電極を内蔵したパワーデバイスの過電流状態を検出すると保護する回路であって、前記パワーデバイスの駆動用の入力信号を受け、前記入力信号に基づく駆動信号を前記パワーデバイスの制御電極に付与して前記パワーデバイスを駆動するパワーデバイス駆動手段と、前記電流信号を受け、前記電流信号に基づく検出信号を出力する検出信号出力手段と、前記入力信号を受け、前記入力信号に基づき、前記パワーデバイスのターンオン時近傍の第1の期間とそれ以外の第2の期間を識別してターンオン期間識別信号を出力するターンオン期間識別手段と、第1の比較信号を付与する第1の比較信号付与手段と、前記第1の比較信号より信号レベルが大きな第2の比較信号を付与する第2の比較信号付与手段と、前記検出信号、前記ターンオン期間識別信号並びに前記第1及び第2の比較信号を取り込み、前記第2の期間中、前記第1の比較信号と前記検出信号とを比較して、前記パワーデバイスが過電流状態か否かを識別する過電流状態識別信号を出力し、前記第1の期間中、前記第2の比較信号と前記検出信号とを比較して前記過電流状態識別信号を出力する過電流状態識別信号出力手段とを備え、前記パワーデバイス駆動手段は、前記過電流状態識別信号をさらに受け、該過電流状態識別信号が過電流状態を指示する時、前記パワーデバイスをオフさせる前記駆動信号を出力している。

【0013】望ましくは、請求項2記載のパワーデバイスの過電流保護回路のように、前記ターンオン期間識別手段は、前記パワーデバイスをターンオンさせる前記入力信号の信号変化を起点として、所定期間経過までの期間を前記第1の期間とし、それ以外の期間を前記第2の

6

期間としたタイマーである。

【0014】望ましくは、請求項3記載のパワーデバイスの過電流保護回路のように、前記ターンオン期間識別手段は、前記パワーデバイスの制御電極より得られる制御電極信号をさらに受け、前記パワーデバイスをターンオンさせる前記入力信号の信号変化を起点として、前記制御電極信号が所定レベルに達するまでの期間を前記第1の期間とし、それ以外の期間を前記第2の期間とした制御手段である。

10 【0015】望ましくは、請求項4記載のパワーデバイスの過電流保護回路のように、前記過電流状態識別信号出力手段は、第1の比較端子及び第2の比較端子を有し、前記第1の比較端子に前記検出信号を取り込み、前記検出信号と前記第2の比較端子より得られる信号とを比較して前記過電流状態識別信号を出力する比較手段と、前記ターンオン期間識別信号に基づき、前記第1の期間は前記第2の比較信号を前記第2の比較端子に付与し、前記第2の期間は前記第1の比較信号を前記第2の比較端子に付与する比較信号切り換え手段とを備える。

20 【0016】望ましくは、請求項5記載のパワーデバイスの過電流保護回路のように、前記過電流状態識別信号出力手段は、前記検出信号及び前記第1の比較信号をそれぞれ取り込み、両者を比較して第1の比較結果を出力する第1の比較手段と、前記検出信号及び前記第2の比較信号をそれぞれ取り込み、両者を比較して第2の比較結果を出力する第2の比較手段と、前記ターンオン期間識別信号に基づき、前記第1の期間は前記第2の比較結果を前記過電流状態識別信号として出力し、前記第2の期間は前記第1の比較結果を前記過電流状態識別信号として出力する比較結果切り換え手段とを備える。

30 【0017】望ましくは、請求項6記載のパワーデバイスの過電流保護回路のように、前記比較結果切り換え手段は、デジタル回路で構成される。

【0018】望ましくは、請求項7記載の半導体集積回路装置のように、請求項6記載のパワーデバイスの過電流保護回路を、前記検出信号出力手段を除き、モノリシック集積化する。

40 【0019】この発明にかかる請求項8記載のパワーデバイスの過電流保護回路は、自身を流れる電流量に関連した電流信号が検出可能な電流検出用電極を内蔵したパワーデバイスの過電流状態を検出して保護する回路であって、前記パワーデバイスの駆動用の入力信号を受け、前記入力信号に基づく駆動信号を前記パワーデバイスの制御電極に付与して前記パワーデバイスを駆動するパワーデバイス駆動手段と、前記電流信号を受け、前記電流信号に基づき第1の検出信号と、前記第1の検出信号より信号レベルが小さい第2の検出信号とが出力可能な検出信号出力手段と、前記入力信号を受け、前記入力信号に基づき、前記パワーデバイスのターンオン時近傍の第1の期間とそれ以外の第2の期間を識別してターンオン

(5)

特開平6-120787

7

8

期間識別信号を出力するターンオン期間識別手段と、比較信号を付与する比較信号付与手段と、前記第1及び第2の検出信号、前記ターンオン期間識別信号並びに前記比較信号を取り込み、前記第2の期間中、前記比較信号と前記第1の検出信号とを比較して、前記パワーデバイスが過電流状態か否かを識別する過電流状態識別信号を出力し、前記第1の期間中、前記比較信号と前記第2の検出信号とを比較して前記過電流状態識別信号を出力する過電流状態識別信号出力手段とを備え、前記パワーデバイス駆動手段は、前記過電流状態識別信号をさらに受け、該過電流状態識別信号が過電流状態を指示する時、前記パワーデバイスをオフさせる前記駆動信号を出力する。

【0020】望ましくは、請求項9記載のパワーデバイスの過電流保護回路のように、前記検出信号出力手段は、第1の抵抗成分と前記第1の抵抗成分より小さい第2の抵抗成分とから構成され、前記第1の抵抗成分を流れる前記電流信号の電圧降下値を前記第1の検出信号とし、前記第2の抵抗成分を流れる前記電流信号の電圧降下値を前記第2の検出信号とする。

【0021】望ましくは、請求項10記載のパワーデバイスの過電流保護回路のように、前記過電流状態識別信号出力手段は、第1の比較端子及び第2の比較端子を有し、前記第2の比較端子に前記比較信号を取り込み、前記第1の比較端子より得られる信号と前記比較信号とを比較して前記過電流状態識別信号を出力する比較手段と、前記ターンオン期間識別信号に基づき、前記第1の期間は前記第2の検出信号を前記第1の比較端子に付与し、前記第2の期間は前記第1の比較信号を前記第1の比較端子に付与する比較信号切り換え手段とを備える。

【0022】望ましくは、請求項11記載のパワーデバイスの過電流保護回路のように、前記過電流状態識別信号出力手段は、前記第1の検出信号及び前記比較信号をそれぞれ取り込み、両者を比較して第1の比較結果を出力する第1の比較手段と、前記第2の検出信号及び前記比較信号をそれぞれ取り込み、両者を比較して第2の比較結果を出力する第2の比較手段と、前記ターンオン期間識別信号に基づき、前記第1の期間は前記第2の比較結果を前記過電流状態識別信号として出力し、前記第2の期間は前記第1の比較結果を前記過電流状態識別信号として出力する比較結果切り換え手段とを備える。

【0023】望ましくは、請求項12記載の半導体集積回路装置のように、請求項11記載のパワーデバイスの過電流保護回路を、前記検出信号出力手段を除き、モノリシック集積化する。

【0024】

【作用】請求項1記載のパワーデバイスの過電流保護回路において、ターンオン期間識別手段は、入力信号に基づき、パワーデバイスのターンオン時近傍の第1の期間とそれ以外の第2の期間を識別してターンオン期間識別

信号を出力する。

【0025】また、検出信号出力手段は、パワーデバイスの電流検出用電極から得られる電流信号に基づく検出信号を出力する。

【0026】そして、過電流状態保護手段は、第2の期間中、第1の比較信号と検出信号とを比較し、第1の期間中、第1の比較信号より信号レベルが大きな第2の比較信号と検出信号とを比較して過電流状態識別信号を出力する。

【0027】したがって、過電流状態識別手段が、パワーデバイスの過電流状態を識別する判断基準は、ターンオン時近傍の第1の期間と、それ以外の第2の期間とで異なる。

【0028】請求項8記載のパワーデバイスの過電流保護回路において、ターンオン期間識別手段は、入力信号に基づき、パワーデバイスのターンオン時近傍の第1の期間とそれ以外の第2の期間を識別してターンオン期間識別信号を出力する。

【0029】また、検出信号出力手段は、パワーデバイスの電流検出用電極から得られる電流信号に基づく第1の検出信号と第1の検出信号より信号レベルが小さい第2の検出信号を出力する。

【0030】そして、過電流状態保護手段は、第2の期間中、比較信号と第1の検出信号とを比較し、第1の期間中、比較信号と第2の検出信号とを比較して過電流状態識別信号を出力する。

【0031】したがって、過電流状態識別信号が、パワーデバイスの過電流状態を識別する判断基準は、ターンオン時近傍の第1の期間と、それ以外の第2の期間とで異なる。

【0032】

【実施例】図1はこの発明の第1の実施例であるIGBTの過電流保護回路の構成を示す回路図である。

【0033】同図に示すように、カレントセンスIGBT1のコレクター(C)は、負荷LOADを介して電源Vccの(+)端子に、エミッター(E)は電源Vccの(-)端子にそれぞれ接続され、ゲート(G)端子は、ゲート抵抗RGを介してドライバー2の出力にそれぞれ接続される。そして、IGBT1のセンス(S)・エミッター(E)端子間には、電流検出用抵抗RSが接続される。IGBT1のセンス端子、電流検出用抵抗RS間のノードN0がコンパレータ3の正入力に接続されることにより、電流検出用抵抗RSによる電圧降下値VSがコンパレータ3の正入力として取り込まれる。

【0034】コンパレータ3はその負入力にアナログスイッチ4が接続され、アナログスイッチ4はタイマー5の制御信号S5を受け、制御信号S5に基づき、コンパレータ3の負入力を基準電圧VREF1あるいは基準電圧VREF2に接続する。基準電圧VREF1は定常状態時におけるIGBT1の過電流保護レベルを示す電圧

(6)

特開平6-120787

9

であり、基準電圧 V_{REF2} ($>V_{REF1}$) はターンオン直後の過渡状態におけるIGBT1の過電流保護レベルを示す。

【0035】これらの基準電圧 V_{REF1} 及び V_{REF2} は、回路内部に構成され電源ラインに接続された図示しない基準電圧付与手段から生成される。

【0036】タイマー5は入力信号INを取り込み、入力信号INの立ち上がりエッジをトリガとして、ターンオン直後の過渡期間とみなす過渡状態推定期間Tの間のみ、アナログスイッチ4に基準電圧 V_{REF2} への接続を指示する制御信号S5を出力し、過渡状態推定期間T以外の期間を定常状態とみなし、アナログスイッチ4に基準電圧 V_{REF1} への接続を指示する制御信号S5を出力する。

【0037】なお、タイマー5の過渡状態推定期間Tは、入力信号INの立ち上がりからIGBT1のゲート電圧が帰還容量のため、その閾値電圧 V_{th} より十分大きな電圧となると推定される時間に設定される。

【0038】また、タイマー5の内部構成は、RC時定数に基づく積分回路等が考えられる。

【0039】このような構成において、タイマー5が定常状態とみなした場合のIGBT1の電流検出は、従来同様、コンパレータ3により、電流検出用抵抗RSの電圧降下値VSと基準電圧 V_{REF1} とを比較することにより行われ、 $VS > V_{REF1}$ のとき、コンパレータ3の出力がHレベルとなってドライバー2の入力に帰還する。その結果、ドライバー2の出力がLレベルとなってIGBTをオフさせるため、IGBT1の過電流供給が遮断され、IGBT1はラッチアップ状態等に陥ることなく保護される。

【0040】一方、タイマー5がターンオン直後の過渡状態とみなした場合のIGBT1の電流検出は、コンパレータ3により、電流検出用抵抗RSの電圧降下値VSと基準電圧 V_{REF2} とを比較することにより行われ、 $VS > V_{REF2}$ のとき、コンパレータ3の出力がHレベルとなってドライバー2の入力に帰還する。その結果、ドライバー2の出力がLレベルとなってIGBTをオフさせるため、IGBT1の過電流供給が遮断され、IGBT1はラッチアップ状態になることなく保護される。

【0041】図2は、第1の実施例のIGBTの過電流保護回路の保護動作を示す。同図において、 I_g はゲート電流、 V_{ge} はゲート電圧、 I_c はコレクタ電流、VSは電流検出用抵抗RSによる電圧降下値、VRはコンパレータ3の負入力に付与される基準電圧、INは入力信号を示す。

【0042】同図に示すように、入力信号INの立ち上がり（ターンオン）からゲート電圧 V_{ge} が閾値電圧 V_{th} より十分大きくなるまでの過渡状態推定期間Tは、基準電圧 V_{REF2} がコンパレータ3の負入力に付与され

10

る。この過渡状態推定期間T中、第1の実施例のIGBTの過電流保護回路がIGBT1が過渡状態であるとみなす。

【0043】したがって、b波形のように、過渡状態推定期間Tの間は、電圧降下値VSが基準電圧 V_{REF1} を越えていても、基準電圧 V_{REF2} を下回る場合は、コンパレータ3の出力はLレベルとなるため、過電流状態と検出されない。つまり、コレクタ電流 I_c が過電流レベルOIを下回っているにもかかわらず、過渡状態期間中に、電圧降下値VSが基準電圧 V_{REF1} を越えることによる誤検出が防止される。

【0044】また、c波形のように、過渡状態推定期間Tにおいても、電圧降下値VSが基準電圧 V_{REF2} を上回る場合は、コンパレータ3の出力がHレベルとなり、過電流状態と検出される。c波形は定常状態においても、電圧降下値VSが基準電圧 V_{REF1} を上回っており、過渡状態推定期間Tにおけるc波形の過電流状態検出は正確であることがわかる。

【0045】このように、第1の実施例のIGBTの過電流保護回路は、ターンオン時における過渡状態期間の電圧降下値VSと比較する基準電圧 V_{REF2} を、定常状態期間の電圧降下値VSと比較する基準電圧 V_{REF1} より大きく設定することにより、ターンオン時においても、正確にIGBT1の過電流保護機能が働く。加えて、フィルター回路等の信号応答性を悪化させる手段を用いずに、過電流保護動作を行うため、時間遅れなく過電流保護動作を行うことができる。

【0046】図3はこの発明の第2の実施例であるIGBTの過電流保護回路の構成を示す回路図である。

【0047】同図に示すように、カレントセンスIGBT1のコレクター(C)は、負荷LOADを介して電源Vccの(+)端子に、エミッター(E)は電源Vccの(-)端子にそれぞれ接続され、ゲート(G)端子は、ゲート抵抗RGを介してドライバー2の出力にそれぞれ接続される。そして、IGBT1のセンス(S)・エミッター(E)端子間には、電流検出用抵抗RSが接続される。IGBT1のセンス端子、電流検出用抵抗RS間のノードN0がコンパレータ3の正入力に接続されることにより、電流検出用抵抗RSによる電圧降下値VSがコンパレータ3の正入力として取り込まれる。

【0048】コンパレータ3はその負入力にアナログスイッチ4が接続され、アナログスイッチ4はコントローラ7の制御信号S7を受け、制御信号S7に基づき、コンパレータ3の負入力を基準電圧 V_{REF1} あるいは基準電圧 V_{REF2} に接続する。基準電圧 V_{REF1} は定常状態時におけるIGBT1の過電流保護レベルを示す電圧であり、基準電圧 V_{REF2} ($>V_{REF1}$) は過渡状態におけるIGBT1の過電流保護レベルを示す。

【0049】これらの基準電圧 V_{REF1} 及び V_{REF2} は、回路内部に構成され電源ラインに接続された図示

(7)

特開平6-120787

11

しない基準電圧付与手段から生成される。

【0050】IGBT1のゲート端子より得られるゲート電圧 V_{ge} がコンパレータ6の正入力にモニタされる。コンパレータ6はその負入力に基準電圧 V_{REF3} を入力する。基準電圧 V_{REF3} は、IGBT1の閾値電圧 V_{th} より十分大きく、Hレベル電圧より小さい電圧である。このコンパレータ6の出力がコントローラ7に付与される。基準電圧 V_{REF3} は、回路内部に構成され電源ラインに接続された図示しない基準電圧付与手段から生成される。

【0051】コントローラ7は入力信号IN及びコンパレータ6の出力を取り込み、入力信号INの立ち上がりエッジをトリガとして、ターンオン直後の過渡期間とみなす過渡状態推定期間Tの間のみ、アナログスイッチ4に基準電圧 V_{REF2} への接続を指示する制御信号S7を出力し、過渡状態推定期間T以外の期間を定常状態とみなし、アナログスイッチ4に基準電圧 V_{REF1} への接続を指示する制御信号S7を出力する。

【0052】なお、コントローラ7の過渡状態推定期間Tは、入力信号INの立ち上がりから、コンパレータ6の出力がHレベルに立ち上がるまでの期間である。

【0053】なお、コントローラ7の内部構成は、入力信号INの立ち上がりをトリガとしてセットされ、コンパレータ6の出力のHレベル立ち上がりをトリガとしてリセットされるフリップフロップ回路等が考えられる。

【0054】このような構成において、コントローラ7が定常状態とみなした場合のIGBT1の電流検出は、第1の実施例同様、コンパレータ3により、電流検出用抵抗RSの電圧降下値VSと基準電圧 V_{REF1} とを比較することにより行われ、 $VS > V_{REF1}$ のとき、コンパレータ3の出力がHレベルとなってドライバー2の入力に帰還する。その結果、ドライバー2の出力がLレベルとなってIGBTをオフさせるため、IGBT1の過電流供給が遮断され、IGBT1はラッチアップ状態に等陥ることなく保護される。

【0055】一方、コントローラ7がターンオン直後の過渡状態とみなした場合のIGBT1の電流検出は、コンパレータ3により、電流検出用抵抗RSの電圧降下値VSと基準電圧 V_{REF2} とを比較することにより行われ、 $VS > V_{REF2}$ のとき、コンパレータ3の出力がHレベルとなってドライバー2の入力に帰還する。その結果、ドライバー2の出力がLレベルとなってIGBTをオフさせるため、IGBT1の過電流供給が遮断され、IGBT1はラッチアップ状態等に陥ることなく保護される。

【0056】図2に示すように、入力信号INの立ち上がりから、ゲート電圧 V_{ge} が閾値電圧 V_{th} より十分大きな基準電圧 V_{REF3} を上回り、コンパレータ6の出力がHレベルに立上るまでの過渡状態推定期間Tは基準電圧 V_{REF2} がコンパレータ3の負入力に付与される。

12

この過渡状態推定期間T中、第2の実施例のIGBTの過電流保護回路がIGBT1が過渡状態であるとみなす。

【0057】したがって、第2の実施例のIGBTの過電流保護回路は、第1の実施例同様、ターンオン時における過渡状態期間の電圧降下値VSと比較する基準電圧 V_{REF2} を、定常状態期間の電圧降下値VSと比較する基準電圧 V_{REF1} より大きく設定することにより、ターンオン直後の過渡状態においても、正確にIGBT1の過電流保護機能が働く。加えて、フィルター回路等の信号応答性を悪化させる手段と用いずに、過電流保護動作を行うため、時間遅れなく過電流保護動作を行うことができる。

【0058】ところで、過渡状態推定期間Tは、IGBT1のゲート電圧 V_{ge} が、その帰還容量のため閾値電圧 V_{th} の状態を維持する閾値状態維持期間tよりも長く設定する必要がある。この期間tは、ゲート抵抗RGの値、IGBT1の容量、温度等によって変化するため、第1の実施例のタイマー5の過渡状態推定期間Tのように、固定してしまうのは望ましくない。

【0059】これに対して、第2の実施例では、過渡状態推定期間Tを、ゲート電圧 V_{ge} を実際にモニタすることにより求めている。このため、閾値状態維持期間tが、ゲート抵抗RGの値、IGBT1の容量、温度等によって変化しても、その変化に応じて過渡状態推定期間Tも変化する。

【0060】その結果、閾値状態維持期間tに適応した最適な過渡状態推定期間Tを常に得ることができるため、第1の実施例以上に、ターンオン直後の過渡状態における過電流保護機能精度が高いIGBTの過電流保護回路を得ることができる。

【0061】図4はこの発明の第3の実施例であるIGBTの過電流保護回路の構成を示す回路図である。

【0062】同図に示すように、カレントセンスIGBT1のコレクター(C)は、負荷LOADを介して電源Vccの(+)端子に、エミッター(E)は電源Vccの(-)端子にそれぞれ接続され、ゲート(G)端子は、ゲート抵抗RGを介してドライバー2の出力にそれぞれ接続される。そして、IGBT1のセンス(S)・エミッター(E)端子間には、電流検出用抵抗RSが接続される。IGBT1のセンス端子、電流検出用抵抗RS間のノードN0がコンパレータ3の正入力に接続されることにより、電流検出用抵抗RSによる電圧降下値VSがコンパレータ3の正入力として取り込まれる。

【0063】コンパレータ3はその負入力にアナログスイッチ4が接続され、アナログスイッチ4はコントローラ7の制御信号S7を受け、制御信号S7に基づき、コンパレータ3の負入力を基準電圧 V_{REF1} あるいは基準電圧 V_{REF2} に接続する。基準電圧 V_{REF1} は定常状態時におけるIGBT1の過電流保護レベルを示す

(8)

特開平6-120787

13

電圧であり、基準電圧 V_{REF2} ($>V_{REF1}$) は過渡状態における IGBT1 の過電流保護レベルを示す。

【0064】これらの基準電圧 V_{REF1} 及び V_{REF2} は、回路内部に構成され電源ラインに接続された図示しない基準電圧付与手段から生成される。

【0065】IGBT1 のゲート電流 I_g は電流電圧変換器8により電流電圧変換され、コンパレータ6の正入力にモニタされる。コンパレータ6はその負入力に基準電圧 V_{REF4} を入力する。基準電圧 V_{REF4} は、IGBT1 のゲート電流 I_g が十分小さい電流値 I_L (図2参照) に達した時点で電流電圧変換器8により電流電圧変換された電圧である。このコンパレータ6の出力がコントローラ7に付与される。なお、基準電圧 V_{REF4} は、回路内部に構成され電源ラインに接続された図示しない基準電圧付与手段から生成される。

【0066】コントローラ7は入力信号 I_N 及びコンパレータ6の出力を取り込み、入力信号 I_N の立ち上がりエッジをトリガとして、ターンオン直後の過渡期間とみなす過渡状態推定期間 T の間のみ、アナログスイッチ4に基準電圧 V_{REF2} への接続を指示する制御信号 S_7 を出力し、過渡状態推定期間 T 以外の期間を定常状態とみなし、アナログスイッチ4に基準電圧 V_{REF1} への接続を指示する制御信号 S_7 を出力する。

【0067】なお、コントローラ7の過渡状態推定期間 T は、入力信号 I_N の立ち上がりから、コンパレータ6の出力が L レベルに立ち下がるまでの期間である。

【0068】なお、コントローラ7の内部構成は、入力信号 I_N の立ち上がりをトリガとしてセットされ、コンパレータ6の出力の L レベル立ち下がりをトリガとしてリセットされるフリップフロップ回路等が考えられる。

【0069】このような構成において、コントローラ7が定常状態とみなした場合のIGBT1 の電流検出は、第1の実施例同様、コンパレータ3により、電流検出用抵抗 R_S の電圧降下値 V_S と基準電圧 V_{REF1} とを比較することにより行われ、 $V_S > V_{REF1}$ のとき、コンパレータ3の出力が H レベルとなってドライバー2の入力に帰還する。その結果、ドライバー2の出力が L レベルとなってIGBTをオフさせるため、IGBT1 の過電流供給が遮断され、IGBT1 はラッチアップ状態に等陥ることなく保護される。

【0070】一方、コントローラ7がターンオン直後の過渡状態とみなした場合のIGBT1 の電流検出は、コンパレータ3により、電流検出用抵抗 R_S の電圧降下値 V_S と基準電圧 V_{REF2} とを比較することにより行われ、 $V_S > V_{REF2}$ のとき、コンパレータ3の出力が H レベルとなってドライバー2の入力に帰還する。その結果、ドライバー2の出力が L レベルとなってIGBTをオフさせるため、IGBT1 の過電流供給が遮断され、IGBT1 はラッチアップ状態等に陥ることなく保護される。

14

【0071】図2に示すように、入力信号 I_N の立ち上がりから、IGBT1 の帰還容量への充電がほぼ完了し、ゲート電流 I_g が0近傍の小さな電流 I_L を下回りコンパレータ6の出力が L レベルに立下るまでの過渡状態推定期間 T は、基準電圧 V_{REF2} がコンパレータ3の負入力に付与される。この過渡状態推定期間 T 中、第3の実施例のIGBTの過電流保護回路がIGBT1 が過渡状態であるとみなす。

【0072】したがって、第3の実施例のIGBTの過電流保護回路は、第1の実施例同様、ターンオン時における過渡状態期間の電圧降下値 V_S と比較する基準電圧 V_{REF2} を、定常状態期間の電圧降下値 V_S と比較する基準電圧 V_{REF1} より大きく設定することにより、ターンオン時中においても、正確にIGBT1 の過電流保護機能が働く。加えて、フィルター回路等の信号応答性を悪化させる手段と用いずに、過電流保護動作を行うため、時間遅れなく過電流保護動作を行うことができる。

【0073】第3の実施例では、過渡状態推定期間 T を、ゲート電流 I_g をモニタすることにより求めている。このため、閾値状態維持期間 t が、ゲート抵抗 R_G の値、IGBT1 の容量、温度等によって変化しても、その変化に応じて過渡状態推定期間 T も変化する。

【0074】その結果、第2の実施例同様、閾値状態維持期間 t に適応した最適な過渡状態推定期間 T を得ることができるため、第1の実施例以上に、過渡状態における過電流保護機能精度が高いIGBTの過電流保護回路を得ることができる。

【0075】図5はこの発明の第4の実施例であるIGBTの過電流保護回路の構成を示す回路図である。

【0076】同図に示すように、IGBT1 のセンス(S)・エミッター(E)端子間には、電流検出用抵抗 R_{S1} 及び R_{S2} が直列に接続される。そして、センス端子、電流検出用抵抗 R_{S1} 間のノード $N1$ がアナログスイッチ9の第1入力 9_1 に接続され、電流検出用抵抗 R_{S1} 、 R_{S2} 間のノード $N2$ がアナログスイッチ9の第2入力に接続される。

【0077】つまり、電流検出用抵抗 R_{S1} 及び R_{S2} による電圧降下値 V_{S1} がアナログスイッチ9の第1入力 9_1 に取り込まれ、電流検出用抵抗 R_{S2} のみによる電圧降下値 V_{S2} がアナログスイッチ9の第2入力 9_2 に取り込まれる。そして、コンパレータ3の負入力はアナログスイッチ9を介してノード $N1$ あるはノード $N2$ に接続される。

【0078】なお、電流検出用抵抗 R_{S1} 及び R_{S2} は、第1の実施例の電流検出用抵抗 R_S 、基準電圧 V_{REF1} 及び V_{REF2} と比較した場合、

$$R_S = R_{S1} + R_{S2} \cdots (I)$$

$$V_{REF1} / V_{REF2}$$

$$= R_{S2} / (R_{S1} + R_{S2}) \cdots (II)$$

(9)

特開平6-120787

15

の関係を満足する。

【0079】タイマー5は入力信号INを取り込み、入力信号INの立ち上がりエッジをトリガとして、ターンオン直後の過渡期間とみなす過渡状態推定期間Tの間のみ、アナログスイッチ9にノードN2への接続を指示する制御信号S5を出力し、過渡状態推定期間T以外の期間を定常状態とみなし、アナログスイッチ9にノードN1への接続を指示する制御信号S5を出力する。

【0080】なお、他の構成は第1の実施例と同様であるため、説明は省略する。

【0081】このような構成において、タイマー5が定常状態とみなす場合のIGBT1の電流検出は、第1の実施例同様、コンパレータ3により、電流検出用抵抗RS1とRS2の合成抵抗値(=RS)の電圧降下値VS1(=VS)と基準電圧VREF1とを比較することにより行われ、VS>VREF1のとき、コンパレータ3の出力がHレベルとなってドライバー2の入力に帰還する。その結果、ドライバー2の出力がLレベルとなってIGBTをオフさせるため、IGBT1の過電流供給が遮断され、IGBT1はラッチアップ状態等に陥ることなく保護される。

【0082】一方、タイマー5がターンオン直後の過渡状態とみなす場合のIGBT1の電流検出は、コンパレータ3により、電流検出用抵抗RS2の電圧降下値VS2と基準電圧VREF1とが比較されことにより行われ、VS2>VREF1のとき、コンパレータ3の出力がHレベルとなってドライバー2の入力に帰還する。その結果、ドライバー2の出力がLレベルとなってIGBTをオフさせるため、IGBT1の過電流供給が遮断され、IGBT1はラッチアップ状態等に陥ることなく保護される。

【0083】このとき、電圧降下値VS2=(VREF1/VREF2)・VS1であるから、電圧降下値VS2と基準電圧VREF1との比較結果は、第1の実施例のコンパレータ3による電圧降下値VSと基準電圧VREF2との比較結果と等価になる。

【0084】したがって、第4の実施例のIGBTの過電流保護回路は、基準電圧VREF1を固定して、ターンオン時における過渡状態期間の電圧降下値VS2を、定常状態期間の電圧降下値VS1より小さく設定することにより、第1の実施例同様、ターンオン直後の過渡期間においても、正確にIGBT1の過電流保護機能が働く。加えて、フィルター回路等の信号応答性を悪化させる手段と用いずに、過電流保護動作を行うため、時間遅れなく過電流保護動作を行うことができる。

【0085】なお、第4の実施例は第1の実施例を拡張して構成したが、同様に第4の実施例のタイマー5をコントローラ7に置き換えるなどして、第2の実施例あるいは第3の実施例を拡張して構成することもできる。

【0086】図6はこの発明の第5の実施例であるIG

16

BTの過電流保護回路の構成を示す回路図である。

【0087】同図に示すように、IGBT1のセンス(S)・エミッター(E)端子間には、電流検出用抵抗RS2及びRS1が直列に接続される。そして、センス端子、電流検出用抵抗RS2間のノードN3がコンパレータ3の正入力に接続される。コンパレータ3の負入力には基準電圧VREF1が付与さる。

【0088】電流検出用抵抗RS1の両端にアナログスイッチ10が介挿される。アナログスイッチ10はタイマー5の制御信号S5を受け、制御信号S5に基づきオン・オフし、オンすると、電流検出用抵抗RS1の両端を短絡する。

【0089】なお、電流検出用抵抗RS1及びRS2は、第1の実施例の電流検出用抵抗RS、基準電圧VREF1及びVREF2と比較した場合、第4の実施例同様、(I)式及び(II)式を満足する。

【0090】タイマー5は入力信号INを取り込み、入力信号INの立ち上がりエッジをトリガとして、ターンオン直後の過渡期間とみなす過渡状態推定期間Tの間のみ、アナログスイッチ10をオンさせ、過渡状態推定期間T以外の期間を定常状態とみなし、アナログスイッチ10をオフさせる。

【0091】なお、他の構成は第1の実施例と同様であるため、説明は省略する。

【0092】このような構成において、タイマー5が定常状態とみなす場合のIGBT1の電流検出は、第1の実施例同様、コンパレータ3により、電流検出用抵抗RS1とRS2の合成抵抗値(=RS)の電圧降下値VS1(=VS)と基準電圧VREF1とが比較されることにより行われ、VS>VREF1のとき、コンパレータ3の出力がHレベルとなってドライバー2の入力に帰還する。その結果、ドライバー2の出力がLレベルとなってIGBTをオフさせるため、IGBT1の過電流供給が遮断され、IGBT1はラッチアップ状態等に陥ることなく保護される。

【0093】一方、タイマー5がターンオン直後の過渡状態とみなす場合のIGBT1の電流検出は、コンパレータ3により、電流検出用抵抗RS2の電圧降下値VS2と基準電圧VREF1とが比較されることにより行われ、VS2>VREF1のとき、コンパレータ3の出力がHレベルとなってドライバー2の入力に帰還する。その結果、ドライバー2の出力がLレベルとなってIGBTをオフさせるため、IGBT1の過電流供給が遮断され、IGBT1はラッチアップ状態等に陥ることなく保護される。

【0094】このとき、電圧降下値VS2=(VREF1/VREF2)・VS1であるから、電圧降下値VS2と基準電圧VREF1との比較結果は、第1の実施例のコンパレータ3による電圧降下値VSと基準電圧VREF2との比較結果と等価になる。

(10)

特開平6-120787

17

【0095】したがって、第5の実施例のIGBTの過電流保護回路は、基準電圧VREF1を固定して、ターンオン時における過渡状態期間の電圧降下値VS2を、定常状態期間の電圧降下値VS1を小さく設定することにより、第1の実施例同様、ターンオン直後の過渡期間においても、正確にIGBT1の過電流保護機能が働く。加えて、フィルター回路等の信号応答性を悪化させる手段と用いずに、過電流保護動作を行うため、時間遅れなく過電流保護動作を行うことができる。なお、第5の実施例は第1の実施例を拡張して構成したが、同様に第5の実施例のタイマー5をコントローラ7に置き換えるなどして、第2の実施例あるいは第3の実施例を拡張して構成することもできる。

【0096】図7はこの発明の第6の実施例であるIGBTの過電流保護回路の構成を示す回路図である。

【0097】同図に示すように、IGBT1のセンス端子、電流検出用抵抗RS間のノードN0がコンパレータ31及び32の正入力に接続されることにより、電流検出用抵抗RSによる電圧降下値VSがコンパレータ31及び32の正入力として取り込まれる。コンパレータ31は、その負入力に基準電圧VREF1を取り込み、コンパレータ32はその負入力に基準電圧VREF2を取り込む。

【0098】アナログスイッチ11は、コンパレータ31及び32、ドライバー2の入力間に介挿され、タイマー5の制御信号S5を受け、制御信号S5に基づき、コンパレータ31の出力あるいはコンパレータ32の出力をドライバー2の入力に接続する。

【0099】タイマー5は入力信号INを取り込み、入力信号INの立ち上がりエッジをトリガとして、ターンオン直後の過渡状態とみなす過渡状態推定期間Tの間のみ、アナログスイッチ11にコンパレータ32の出力のドライバー2の入力への接続を指示する制御信号S5を出力し、過渡状態推定期間T以外は定常状態とみなし、コンパレータ31の出力のドライバー2の入力への接続を指示する制御信号S5を出力する。

【0100】なお、他の構成は第1の実施例と同様であるため説明は省略する。

【0101】このような構成において、タイマー5が定常状態とみなす場合のIGBT1の電流検出は、コンパレータ31により、電流検出用抵抗RSの電圧降下値VSと基準電圧VREF1とを比較することにより行われ、 $VS > VREF1$ のとき、コンパレータ3の出力がHレベルとなってドライバー2の入力に帰還する。その結果、ドライバー2の出力がLレベルとなってIGBTをオフさせるため、IGBT1の過電流供給が遮断され、IGBT1はラッチアップ状態等に陥ることなく保護される。

【0102】一方、タイマー5がターンオン直後の過渡状態とみなす場合のIGBT1の電流検出は、コンパレ

18

ータ32により、電流検出用抵抗RSの電圧降下値VSと基準電圧VREF2とを比較することにより行われ、 $VS > VREF2$ のとき、コンパレータ3の出力がHレベルとなってドライバー2の入力に帰還する。その結果、ドライバー2の出力がLレベルとなってIGBTをオフさせるため、IGBT1の過電流供給が遮断され、IGBT1はラッチアップ状態になることなく保護される。

【0103】このように、第6の実施例のIGBTの過電流保護回路は、ターンオン時における過渡状態期間の電圧降下値VSと比較する基準電圧VREF2を、定常状態期間の電圧降下値VSと比較する基準電圧VREF1より大きく設定することにより、ターンオン時直後の過渡期間においても、正確にIGBT1の過電流保護機能が働く。加えて、フィルター回路等の信号応答性を悪化させる手段と用いずに、過電流保護動作を行うため、時間遅れなく過電流保護動作を行うことができる。

【0104】また、第6の実施例では、コンパレータ31及び32のデジタル出力信号をアナログスイッチ11により切り換えるため、コンパレータ3のアナログ入力信号をアナログスイッチ4で切り換える第1の実施例に比べ、アナログ信号である基準電圧VREF1及びVREF2を直接切り換えない分、アナログ信号検出精度は高い。

【0105】なお、第6の実施例は第1の実施例を拡張して構成したが、同様に第6の実施例のタイマー5をコントローラ7に置き換えるなどして、第2の実施例あるいは第3の実施例を拡張して構成することもできる。

【0106】図8はこの発明の第7の実施例であるIGBTの過電流保護回路の構成を示す回路図である。

【0107】同図に示すように、IGBT1のセンス端子、電流検出用抵抗RS1間のノードN1がコンパレータ31の正入力に接続されることにより、電流検出用抵抗RS1及びRS2による電圧降下値VS1がコンパレータ31の正入力として取り込まれる。電流検出用抵抗RS1、RS2間のノードN2がコンパレータ32の正入力に接続されることにより、電流検出用抵抗RSによる電圧降下値VS2がコンパレータ31の正入力として取り込まれる。そして、コンパレータ31及び32の負入力には基準電圧VREF1が共通に付与される。

【0108】アナログスイッチ11は、コンパレータ31及び32、ドライバー2の入力間に介挿され、タイマー5の制御信号S5を受け、制御信号S5に基づき、コンパレータ31の出力あるいはコンパレータ32の出力をドライバー2の入力に接続する。

【0109】タイマー5は入力信号INを取り込み、入力信号INの立ち上がりエッジをトリガとして、ターンオン直後の過渡期間とみなす過渡状態推定期間Tの間のみ、アナログスイッチ11にコンパレータ32の出力のドライバー2の入力への接続を指示する制御信号S5を

19

出力し、過渡状態推定期間T以外の期間を定常状態とみなし、コンパレータ31の出力のドライバー2の入力への接続を指示する制御信号S5を出力する。

【0110】なお、他の構成は第4の実施例（図5参照）と同様であるため説明は省略する。

【0111】このような構成において、タイマー5が定常状態とみなす場合のIGBT1の電流検出は、第4の実施例同様、コンパレータ3により、電流検出用抵抗RS1とRS2の合成抵抗値（=RS）の電圧降下値VS1（=VS）と基準電圧VREF1とを比較することにより行われ、VS>VREF1のとき、コンパレータ31の出力がHレベルとなってドライバー2の入力に帰還する。その結果、ドライバー2の出力がLレベルとなってIGBTをオフさせるため、IGBT1の過電流供給が遮断され、IGBT1はラッチアップ状態等に陥ることなく保護される。

【0112】一方、タイマー5が過渡状態とみなす場合のIGBT1の電流検出は、コンパレータ32により、電流検出用抵抗RS2の電圧降下値VS2と基準電圧VREF1とが比較されることにより行われ、VS2>VREF1のとき、コンパレータ32の出力がHレベルとなってドライバー2の入力に帰還する。その結果、ドライバー2の出力がLレベルとなってIGBTをオフさせるため、IGBT1の過電流供給が遮断され、IGBT1はラッチアップ状態等に陥ることなく保護される。

【0113】このとき、電圧降下値VS2=(VREF1/VREF2)・VS1であるから、電圧降下値VS2と基準電圧VREF1との比較結果は、第1の実施例のコンパレータ3による電圧降下値VSと基準電圧VREF2との比較結果と等価になる。

【0114】したがって、第7の実施例のIGBTの過電流保護回路は、基準電圧VREF1を固定して、ターンオン時における過渡状態期間の電圧降下値VS2を、定常状態期間の電圧降下値VS1より小さく設定することにより、第4の実施例同様、ターンオン時中においても、正確にIGBT1の過電流保護機能が働く。加えて、フィルター回路等の信号応答性を悪化させる手段と用いずに、過電流保護動作を行うため、時間遅れなく過電流保護動作を行うことができる。また、第7の実施例では、コンパレータ31及び32のデジタル出力信号をアナログスイッチ11により切り換えるため、コンパレータ3のアナログ入力信号をアナログスイッチ9で切り換える第4の実施例に比べ、アナログ信号である電圧降下値VS1及びVS2を直接切り換えない分、アナログ信号検出精度は高い。

【0115】図9はこの発明の第8の実施例であるIGBTの過電流保護回路の構成を示す回路図である。

【0116】同図に示すように、デジタルスイッチ12は、コンパレータ31及び32、ドライバー2の入力間に介挿され、タイマー5の制御信号S5を受け、制御

(11)

特開平6-120787

20

信号S5に基づき、コンパレータ31の出力あるいはコンパレータ32の出力をドライバー2の入力に電氣的に接続する。

【0117】デジタルスイッチ12は、ANDゲート41、42及びORゲート43から構成され、ANDゲート41はコンパレータ31の出力を一方入力とし、タイマー5の制御信号S5を他方入力とする。ANDゲート42はコンパレータ32の出力を一方入力とし、制御信号S5の反転信号を他方入力とする。また、ORゲート43はANDゲート41及び42それぞれの出力を一方入力及び他方入力とする。

【0118】タイマー5は入力信号INを取り込み、入力信号INの立ち上がりエッジをトリガとして、ターンオン直後の過渡期間とみなす過渡状態推定期間Tの間のみ、デジタルスイッチ12にコンパレータ32の出力のドライバー2の入力への接続を指示するLレベルの制御信号S5を出力し、過渡状態推定期間T以外の期間を定常状態とみなし、コンパレータ31の出力のドライバー2の入力への接続を指示するHレベルの制御信号S5を出力する。

【0119】なお、他の構成は第1の実施例と同様であるため説明は省略する。

【0120】このような構成において、タイマー5が定常状態とみなす場合のIGBT1の電流検出は、コンパレータ31により、電流検出用抵抗RSの電圧降下値VSと基準電圧VREF1とを比較することにより行われ、VS>VREF1のとき、コンパレータ31の出力がHレベルとなってドライバー2の入力に帰還する。その結果、ドライバー2の出力がLレベルとなってIGBTをオフさせるため、IGBT1の過電流供給が遮断され、IGBT1はラッチアップ状態等に陥ることなく保護される。

【0121】一方、タイマー5がターンオン直後の過渡状態とみなす場合のIGBT1の電流検出は、コンパレータ32により、電流検出用抵抗RSの電圧降下値VSと基準電圧VREF2とを比較することにより行われ、VS>VREF2のとき、コンパレータ3の出力がHレベルとなってドライバー2の入力に帰還する。その結果、ドライバー2の出力がLレベルとなってIGBTをオフさせるため、IGBT1の過電流供給が遮断され、IGBT1はラッチアップ状態等に陥ることなく保護される。

【0122】このように、第8の実施例のIGBTの過電流保護回路は、ターンオン時における過渡状態期間の電圧降下値VSと比較する基準電圧VREF2を、定常状態期間の電圧降下値VSと比較する基準電圧VREF1より大きく設定することにより、ターンオン時直後の過渡期間においても、正確にIGBT1の過電流保護機能が働く。加えて、フィルター回路等の信号応答性を悪化させる手段と用いずに、過電流保護動作を行うため、

(12)

特開平6-120787

21

時間遅れなく過電流保護動作を行うことができる。

【0123】また、第8の実施例では、コンパレータ31及び32のデジタル出力信号をデジタルスイッチ12により切り換えるため、コンパレータ3のアナログ入力信号をアナログスイッチ4で切り換える第1の実施例に比べ、アナログ信号である基準電圧 V_{REF1} 及び V_{REF2} を直接切り換えない分、アナログ信号検出精度は高い。

【0124】加えて、コンパレータ31及び32のデジタル出力信号の切り換えをデジタルスイッチ12で行う構成のため、モノリシックICにより構成しやすい、アナログスイッチに比べ高速動作が行える等の利点を有する。

【0125】なお、第8の実施例は第1の実施例を拡張して構成したが、同様に第8の実施例のタイマー5をコントローラ7に置き換えるなどして、第2の実施例あるいは第3の実施例を拡張して構成することもできる。

【0126】図10はこの発明の第9の実施例であるIGBTの過電流保護回路の構成を示す回路図である。

【0127】同図に示すように、デジタルスイッチ13は、コンパレータ31及び32、ドライバー2の入力間に介挿され、タイマー5の制御信号S5を受け、制御信号S5に基づき、コンパレータ31の出力あるいはコンパレータ32の出力をドライバー2の入力に電氣的に接続する。

【0128】デジタルスイッチ13は、ANDゲート44及びORゲート45から構成され、ANDゲート44はコンパレータ31の出力を一方入力とし、タイマー5の制御信号S5を他方入力とする。ORゲート45はANDゲート44の出力を一方入力とし、コンパレータ32の出力を他方入力とする。

【0129】タイマー5は入力信号INを取り込み、入力信号INの立ち上がりエッジをトリガとして、ターンオン直後の過渡期間とみなす過渡状態推定期間Tの間のみ、デジタルスイッチ13にコンパレータ32の出力のドライバー2の入力への接続を指示するLレベルの制御信号S5を出力し、過渡状態推定期間T以外を定常状態とみなし、コンパレータ31の出力のドライバー2の入力への接続を指示するHレベルの制御信号S5を出力する。

【0130】なお、他の構成は第1の実施例と同様であるため説明は省略する。

【0131】このような構成において、タイマー5が定常状態とみなす場合のIGBT1の電流検出は、コンパレータ31により、電流検出用抵抗RSの電圧降下値VSと基準電圧 V_{REF1} とを比較することにより行われ、 $VS > V_{REF1}$ のとき、コンパレータ31の出力がHレベルとなってドライバー2の入力に帰還する。その結果、ドライバー2の出力がLレベルとなってIGBTをオフさせるため、IGBT1の過電流供給が遮断さ

22

れ、IGBT1はラッチアップ状態等に陥ることなく保護される。

【0132】一方、タイマー5がターンオン直後の過渡状態とみなす場合のIGBT1の電流検出は、コンパレータ32により、電流検出用抵抗RSの電圧降下値VSと基準電圧 V_{REF2} とを比較することにより行われ、 $VS > V_{REF2}$ のとき、コンパレータ3の出力がHレベルとなってドライバー2の入力に帰還する。その結果、ドライバー2の出力がLレベルとなってIGBTをオフさせるため、IGBT1の過電流供給が遮断され、IGBT1はラッチアップ状態等に陥ることなく保護される。

【0133】このように、第9の実施例のIGBTの過電流保護回路は、ターンオン時における過渡状態期間の電圧降下値VSと比較する基準電圧 V_{REF2} を、定常状態期間の電圧降下値VSと比較する基準電圧 V_{REF1} より大きく設定することにより、ターンオン時中においても、正確にIGBT1の過電流保護機能が働く。加えて、フィルター回路等の信号応答性を悪化させる手段と用いずに、過電流保護動作を行うため、時間遅れなく過電流保護動作を行うことができる。

【0134】また、第9の実施例では、コンパレータ31及び32のデジタル出力信号をデジタルスイッチ12により切り換えるため、コンパレータ3のアナログ入力信号をアナログスイッチ4で切り換える第1の実施例に比べ、アナログ信号である基準電圧 V_{REF1} 及び V_{REF2} を直接切り換えない分、アナログ信号検出精度は高い。

【0135】加えて、コンパレータ31及び32のデジタル出力信号の切り換えをデジタルスイッチ13で行う構成のため、モノリシックICにより構成しやすい、アナログスイッチに比べ高速動作が行える等の利点を有する。

【0136】なお、第9の実施例は第1の実施例を拡張して構成したが、同様に第9の実施例のタイマー5をコントローラ7に置き換えるなどして、第2の実施例あるいは第3の実施例を拡張して構成することもできる。

【0137】なお、上記実施例では、NチャネルのIGBTを例に挙げたが、これに限定されず、PチャネルのIGBT、パワーMOSFET等、電流検出用電極を内蔵したすべてのパワーデバイスにこの発明を適用することができる。

【0138】また、第1～第9の実施例において、IGBT1、負荷LOAD、電流検出用抵抗RS及び電源Vcc等を除く過電流制御回路部分(図1、図3～図10で波線で囲んだ部分)は、モノリシックIC化が比較的容易である。特に、図9及び図10で示した構成は、信号切り換えスイッチをデジタルスイッチで構成している分、モノリシックIC化に適している。

【0139】また、第4の実施例(図5参照)、第5の

23

実施例（図 6 参照）及び第 7 の実施例（図 8 参照）では、ターンオン直後の過渡期間とそれ以外の期間とで、電流検出用抵抗による電圧降下値を変えることにより、過電流状態の検出を行っている。このため、破線で囲んだ部分をモノリシック IC 化した場合、IGBT の種類の変更に伴い、外付けの電流検出用抵抗 RS1 及び RS2 の抵抗値を変えるだけで最適な条件で過電流状態を検出することができる。つまり、モノリシック IC 化しても、容易に複数種の IGBT に対して最適な過電流保護を行うことができる。

【0140】一方、第 1～第 3、第 6、第 8 及び第 9 の実施例では、ターンオン直後の過渡期間とそれ以外の期間とで、内部で生成する基準電圧を変えることにより、過電流状態の検出を行っている。このため、破線で囲んだ部分をモノリシック IC 化した場合、IGBT の種類の変更に伴い基準電圧 VREF1 及び VREF2 の値を変更することはできない。つまり、モノリシック IC 化した場合、複数種の IGBT に対して最適な過電流保護を行うことが不可能となる。

【0141】また、IGBT1 の容量によっては、過電流制御回路部分に IGBT1 を含めてモノリシック IC 化に集積することも可能である。

【0142】

【発明の効果】以上説明したように、請求項 1 記載のパワーデバイスの過電流保護回路において、ターンオン期間識別手段は、入力信号に基づき、パワーデバイスのターンオン時近傍の第 1 の期間とそれ以外の第 2 の期間を識別してターンオン期間識別信号を出力する。

【0143】また、検出信号出力手段は、パワーデバイスの電流検出用電極から得られる電流信号に基づく検出信号を出力する。

【0144】そして、過電流状態保護手段は、第 2 の期間中、第 1 の比較信号と検出信号とを比較し、第 1 の期間中、第 1 の比較信号より信号レベルが大きな第 2 の比較信号と検出信号とを比較して過電流状態識別信号を出力する。

【0145】したがって、過電流状態識別手段が、パワーデバイスの過電流状態を識別する判断基準を、ターンオン時近傍の第 1 の期間と、それ以外の第 2 の期間とで異なるものにできる。その結果、ターンオン近傍の期間に生じる電流信号の検出特性の変化を考慮して、パワーデバイスが過電流状態であるか否かを検出できるため、より正確なパワーデバイスの過電流状態を検出することができる。

【0146】しかも、信号を遅延させる手段を用いずに構成されるため、過電流状態の検出が遅れることはない。

【0147】また、請求項 3 記載のパワーデバイスの過電流保護回路におけるターンオン期間識別手段は、パワーデバイスの制御電極より得られる制御電極信号に基づ

(13)

特開平 6-120787

24

き、第 1 の期間及び第 2 の期間を識別するため、より正確にターンオン直後の過渡期間を把握することができる。

【0148】請求項 8 記載のパワーデバイスの過電流保護回路において、ターンオン期間識別手段は、入力信号に基づき、パワーデバイスのターンオン時近傍の第 1 の期間とそれ以外の第 2 の期間を識別してターンオン期間識別信号を出力する。

【0149】また、検出信号出力手段は、パワーデバイスの電流検出用電極から得られる電流信号に基づく第 1 の検出信号と第 1 の検出信号より信号レベルが小さい第 2 の検出信号を出力する。

【0150】そして、過電流状態保護手段は、第 2 の期間中、比較信号と第 1 の検出信号とを比較し、第 1 の期間中、比較信号と第 2 の検出信号とを比較して過電流状態識別信号を出力する。

【0151】したがって、過電流状態識別信号が、パワーデバイスの過電流状態を識別する判断基準を、ターンオン時近傍の第 1 の期間と、それ以外の第 2 の期間とで異なるものにできる。その結果、ターンオン近傍の期間に生じる電流信号の検出特性の変化を考慮して、パワーデバイスが過電流状態であるか否かを検出できるため、より正確なパワーデバイスの過電流状態を検出することができる。

【図面の簡単な説明】

【図 1】この発明の第 1 の実施例である IGBT の過電流保護回路の構成を示す回路図である。

【図 2】この発明の実施例の動作を示すタイミング図である。

【図 3】この発明の第 2 の実施例である IGBT の過電流保護回路の構成を示す回路図である。

【図 4】この発明の第 3 の実施例である IGBT の過電流保護回路の構成を示す回路図である。

【図 5】この発明の第 4 の実施例である IGBT の過電流保護回路の構成を示す回路図である。

【図 6】この発明の第 5 の実施例である IGBT の過電流保護回路の構成を示す回路図である。

【図 7】この発明の第 6 の実施例である IGBT の過電流保護回路の構成を示す回路図である。

【図 8】この発明の第 7 の実施例である IGBT の過電流保護回路の構成を示す回路図である。

【図 9】この発明の第 8 の実施例である IGBT の過電流保護回路の構成を示す回路図である。

【図 10】この発明の第 9 の実施例である IGBT の過電流保護回路の構成を示す回路図である。

【図 11】従来の IGBT の過電流保護回路の構成を示す回路図である。

【図 12】従来の IGBT の過電流保護回路の動作を示すタイミング図である。

【図 13】従来の IGBT の過電流保護回路の構成を示

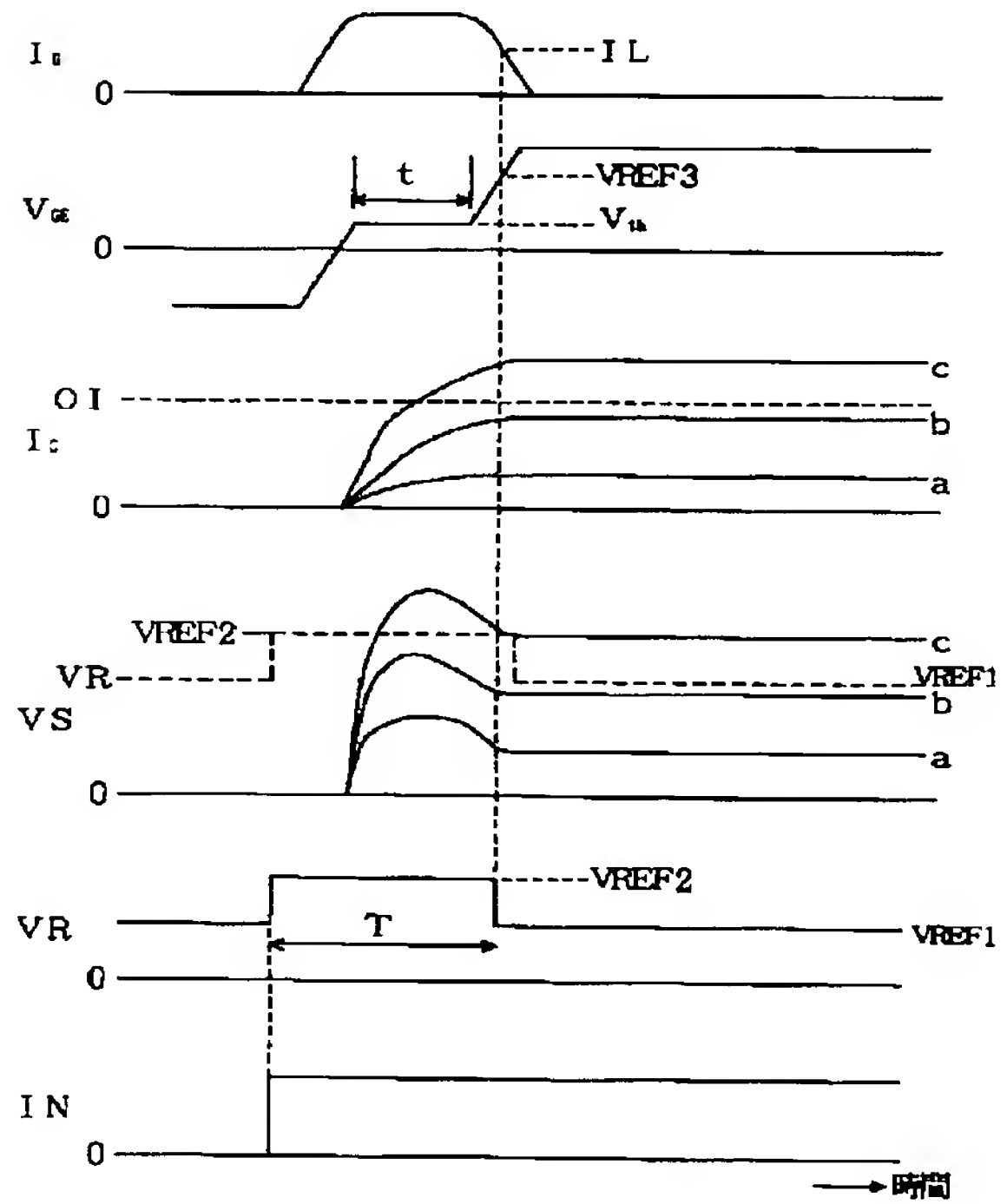
特開平6-120787

26

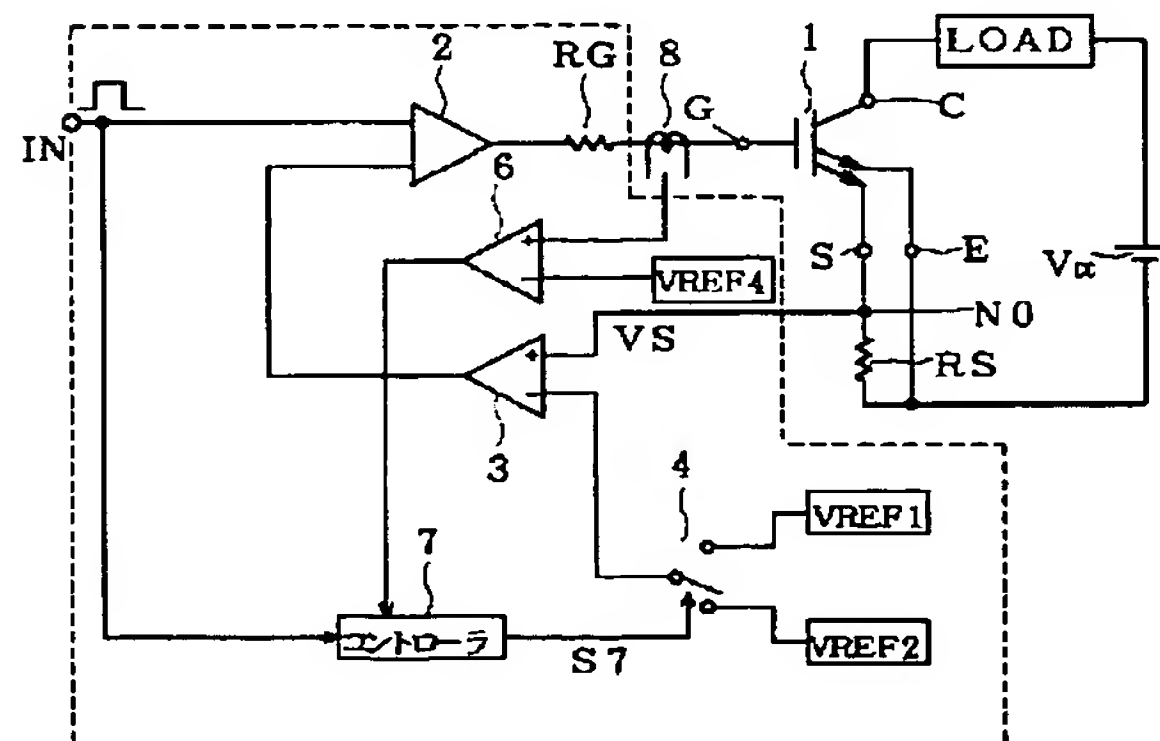
9 アナログスイッチ

- | | |
|-----|-----------|
| 1 0 | アナログスイッチ |
| 1 1 | アナログスイッチ |
| 1 2 | ディジタルスイッチ |
| 1 3 | ディジタルスイッチ |
| 3 1 | コンパレータ |
| 3 2 | コンパレータ |

【図 2】



【図 4】

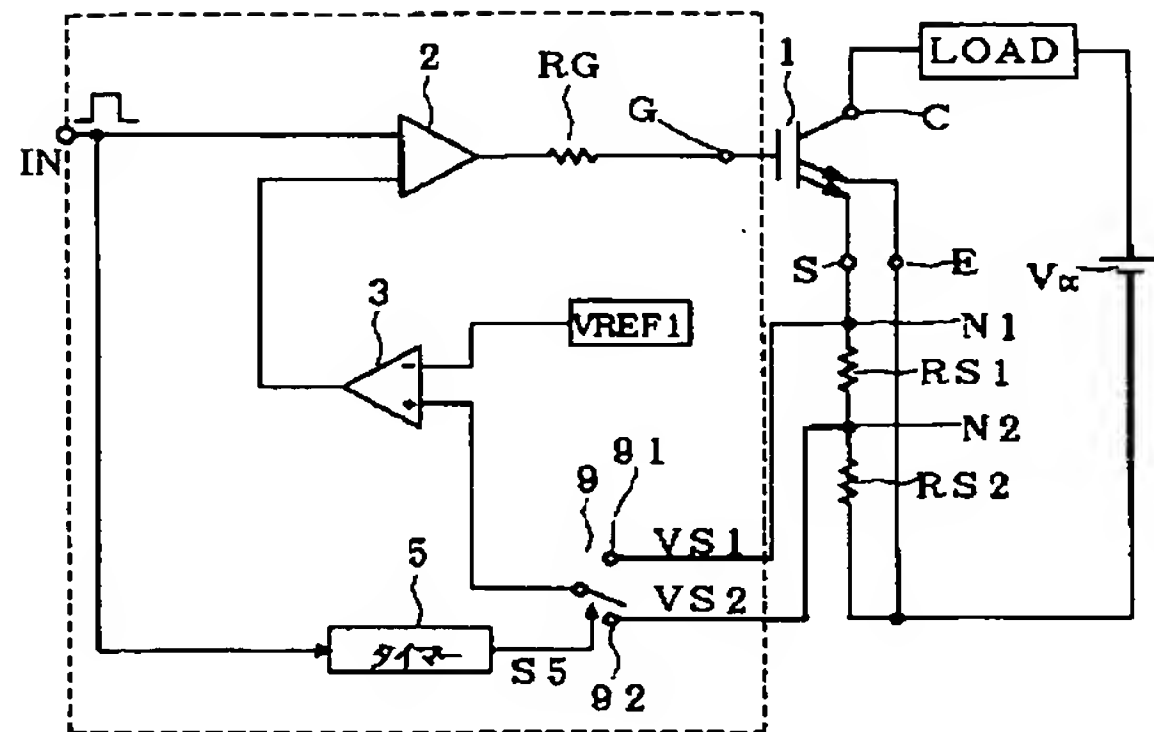


6:コンパレータ

(15)

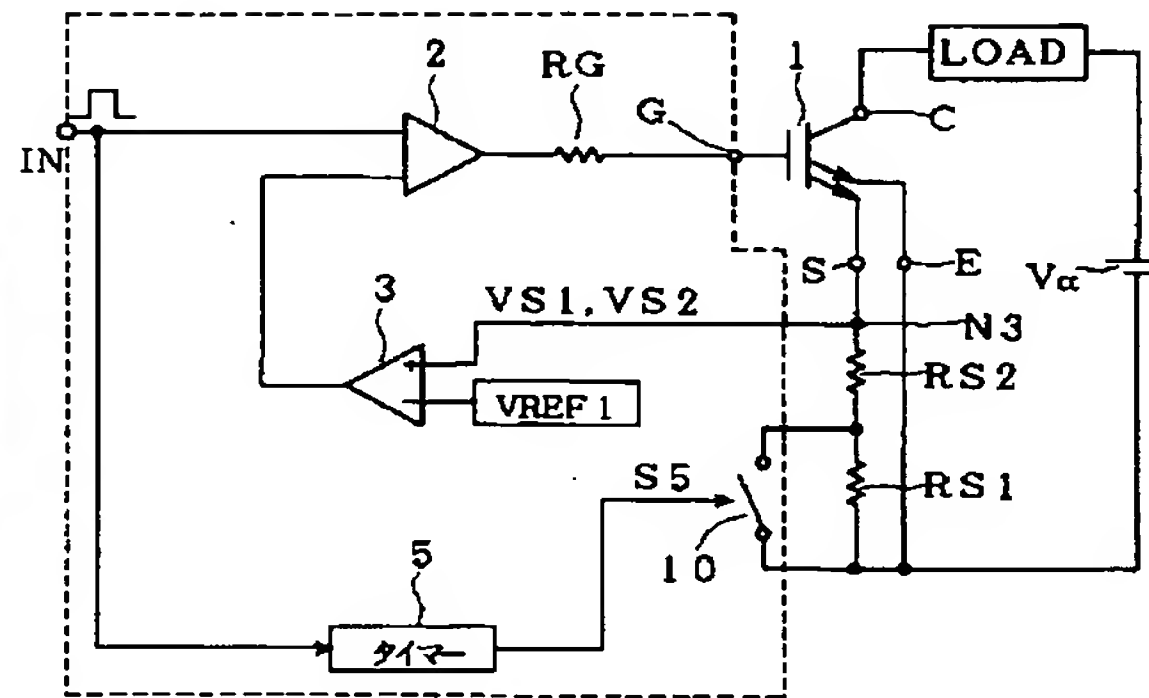
特開平 6-120787

【図 5】



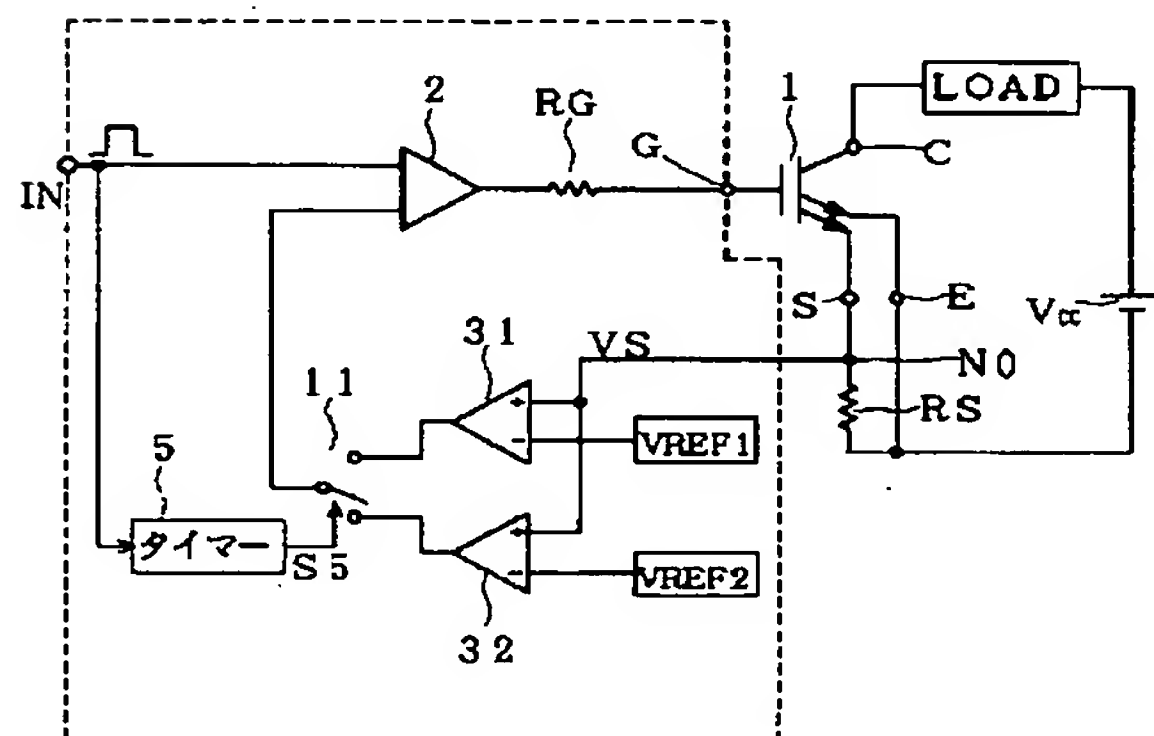
9: アナログスイッチ

【図 6】



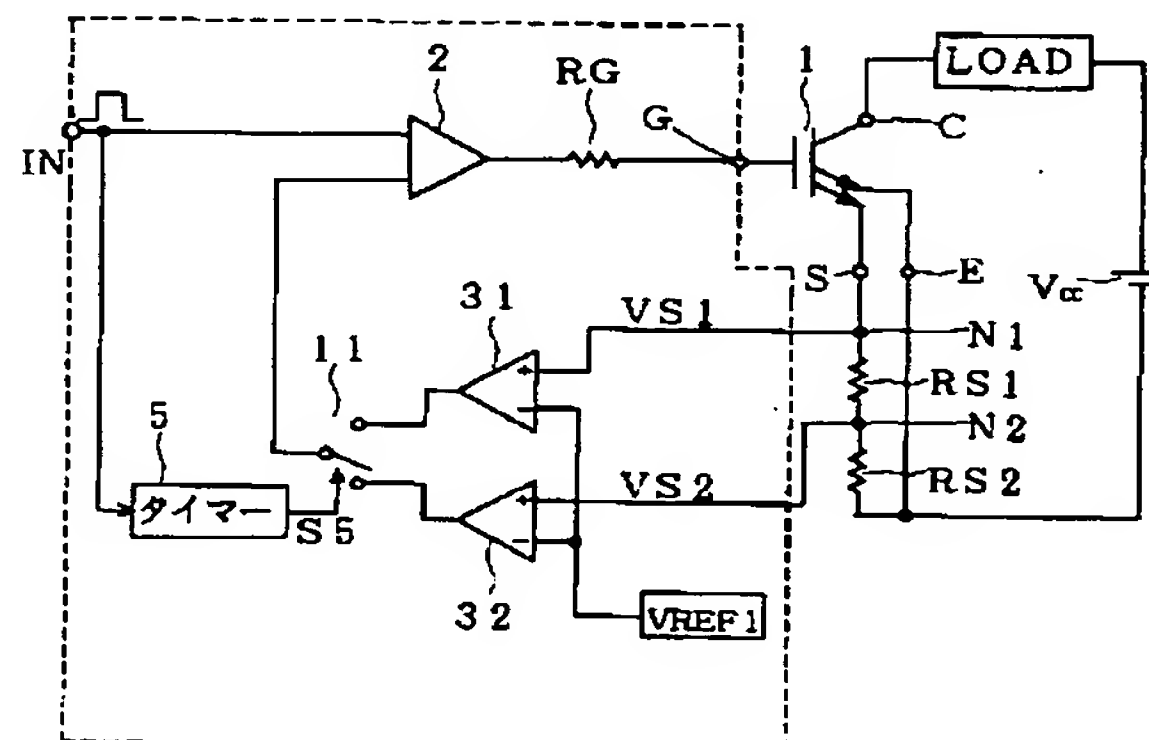
10: アナログスイッチ

【图 7】

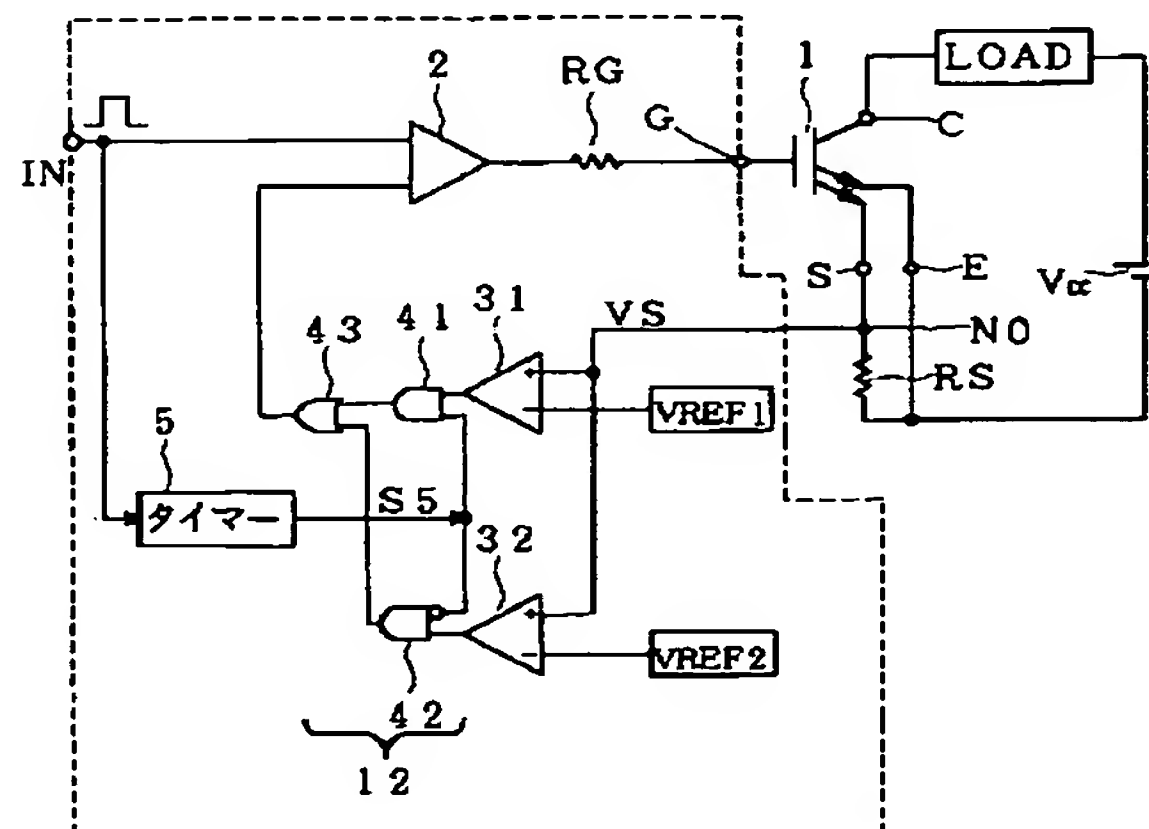


11: アナログスイッチ
31, 32: コンパレータ

【図 8】

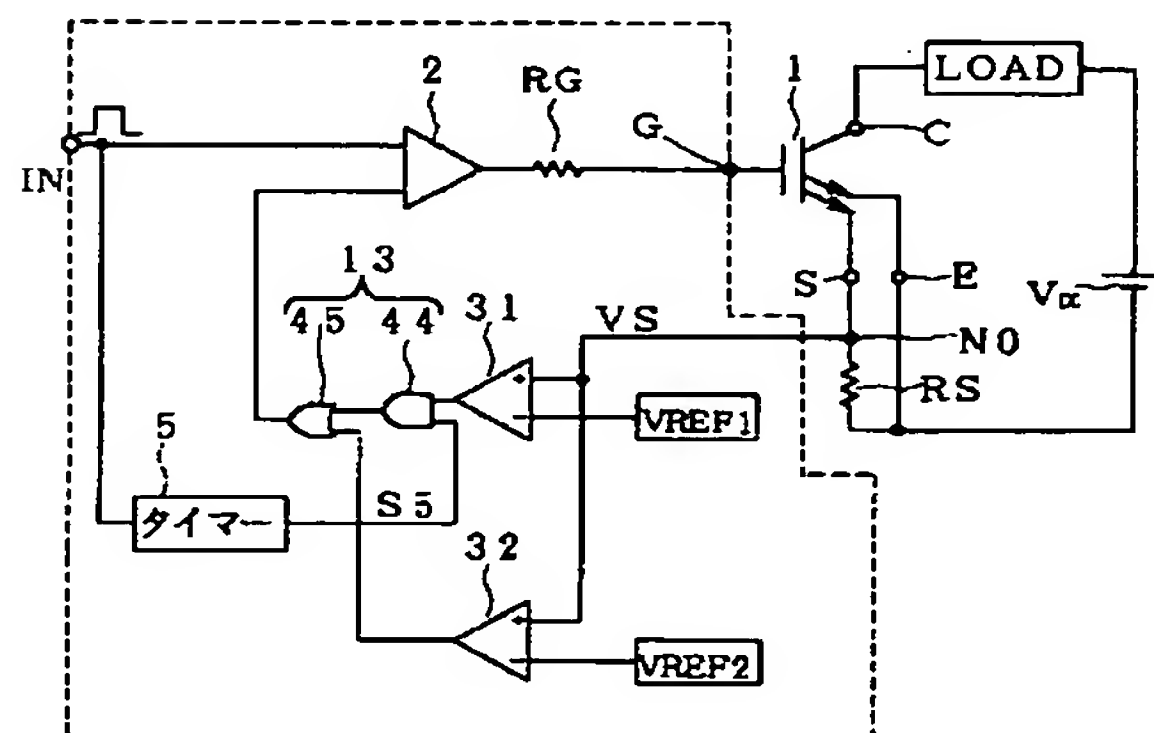


【図 9】



12: デジタルスイッチ

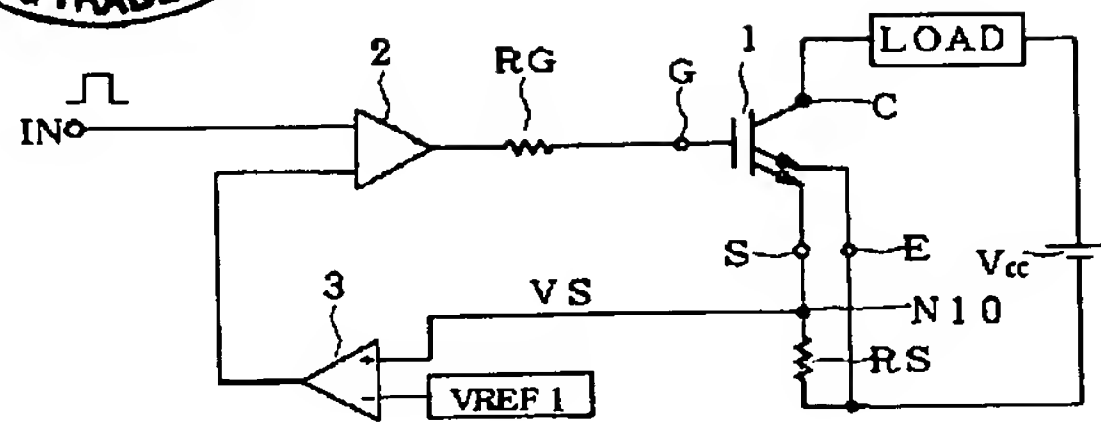
【図 10】



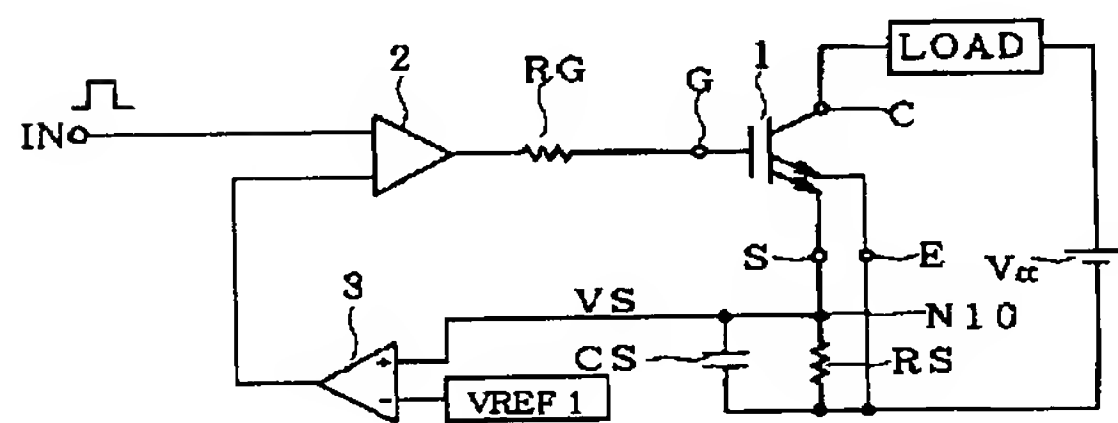
13: デジタルスイッチ



【図11】



【図13】



(16)

特開平6-120787

【図12】

